

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04N 5/44

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 00808432.7

[43] 公开日 2002 年 7 月 17 日

[11] 公开号 CN 1359589A

[22] 申请日 2000.4.4 [21] 申请号 00808432.7

[30] 优先权

[32] 1999.4.9 [33] US [31] 09/289,432

[86] 国际申请 PCT/US00/08969 2000.4.4

[87] 国际公布 WO00/62532 英 2000.10.19

[85] 进入国家阶段日期 2001.12.3

[71] 申请人 美信集成产品公司

地址 美国加利福尼亚

[72] 发明人 托马斯·马丁

[74] 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司

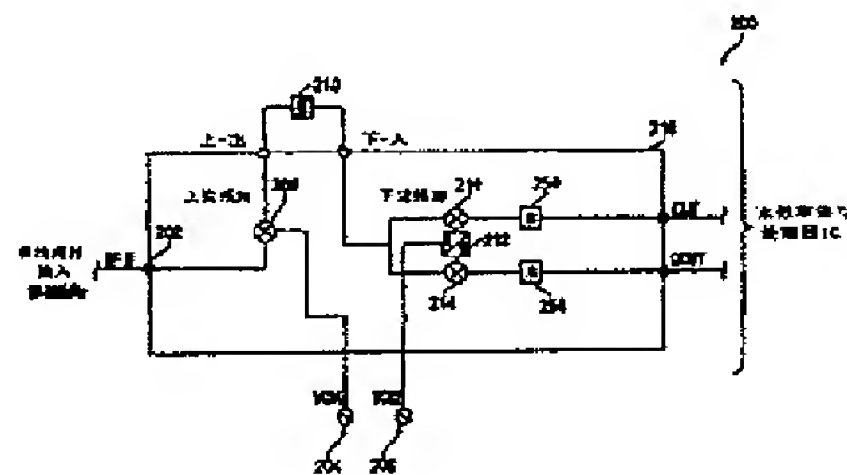
代理人 蹇 炜

权利要求书 6 页 说明书 10 页 附图页数 6 页

[54] 发明名称 单片数字有线 TV/有线调制解调器调谐器 IC

[57] 摘要

一种电视接收机(200)包括具有用于输入信号的第一输入端的第一混频器(208)。第一混频器(208)还包括一个第二输入端,用于接收具有第一工作频率的第一基准信号。第一混频器(208)输出一个中频信号,该中频信号的频率高于输入信号的位于所述预定频段内的至少一个频率。滤波器(20)对中频信号进行滤波。移相网络(212)包括一个输入端以及一对输出端,输入端用于接收第二工作频率基准信号,输出端用于输出基本上等于第二工作频率的一对正交频率基准信号。一对第二混频器(214)中的每一个都具有与所述滤波器相连的第一输入端,以及与所述移相网络的输出端相连的第二输入端。第二混频器(214)产生彼此正交且处于基频的输出信号,所述输出信号被耦合至一对低通滤波器(254)。



ISSN 1008-4274

知识产权出版社出版

权 利 要 求 书

1. 一种使用一个采用广播电视信号、有线电视信号以及在有线传送系统上传输的数字信号中至少一种形式的输入信号的接收机，包括：

一个第一混频器，包括适于接收一个预定频率范围内的输入信号的第一输入端，该第一混频器还包括适于接收一个具有第一工作频率的第一基准信号的第二输入端，所述第一混频器适合于在其输出端，输出一个中频信号，该中频信号的频率高于预定频率范围内至少一个频率；

一个滤波器，用于对所述中频信号进行滤波；

一个移相网络，包括一个适于接收一个具有第二工作频率的第二基准信号的输入端，该移相网络还包括一对输出端，所述移相网络适合于在其输出端，输出一对正交基准信号，其频率基本上等于所述第二工作频率；

一对第二混频器，其中所述每个第二混频器都具有与所述滤波器相连的第一输入端，以及与移相网络的输出端之一相连的第二输入端，所述第二混频器适合于在其输出端，输出彼此正交且处于基频的输出信号；以及

与所述第二混频器相连的一对低通滤波器，用于对输出信号进行滤波。

2. 如权利要求1所述的接收机，其中所述输入信号至少包括电视信号中的一种。

3. 如权利要求1所述的接收机，其中所述输入信号包括数字信号。

4. 如权利要求1所述的接收机，其中所述第一混频器、第二混频器和移相网络中的每一个都实现于一个集成电路上。

5. 如权利要求4所述的接收机，其中所述滤波器中的至少一个是在集成电路上实现的。

6. 如权利要求5所述的接收机，其中所述滤波器中的至少一个包括由螺旋金属构成的电感器和电容器。

7. 如权利要求1所述的接收机，其中所述第一混频器是上变频器网络的一个组件，所述上变频器网络还包括一个放大器和一个图象滤波器。

8. 如权利要求 7 所述的接收机, 其中所述放大器包括一个独立的输出端, 用作信号分配器, 并用于驱动第二接收机。

9. 如权利要求 7 所述的接收机, 其中所述放大器连接至一个可变衰减器, 用于可调节地设定所述输入信号的幅度。

10. 如权利要求 7 所述的接收机, 其中所述放大器是一个可变放大器, 用于可调节地设定所述输入信号的幅度。

11. 如权利要求 1 所述的接收机, 其中所述第一混频器是一个可变混频器, 用于可调节地设定所述输入信号的幅度。

12. 如权利要求 1 所述的接收机, 其中包括多个第一混频器, 其中每一个都适于输出一个中频信号, 该信号的频率在一个唯一的预定频率范围内。

13. 如权利要求 1 所述的接收机, 其中所述第二混频器是一个下变频器网络的组件, 所述下变频器网络还包括一个放大器。

14. 如权利要求 13 所述的接收机, 其中所述放大器是一个可变放大器, 用于可调节地设定所述中频信号的幅度。

15. 如权利要求 1 所述的接收机, 其中所述第二混频器是一个可变混频器, 用于可调节地设定所述中频信号的幅度。

16. 如权利要求 1 所述的接收机, 其中所述基带信号网络连接至所述第二混频器的输出端, 所述基带信号网络包括一对低通滤波器。

17. 如权利要求 16 所述的接收机, 其中所述每个低通滤波器的截止频率是可调节的。

18. 如权利要求 16 所述的接收机, 其中所述基带信号网络包括与低通滤波器的输入端相连的一对放大器, 用于调节所述输出信号的幅度, 使得所述基带信号网络的低通滤波器在预定范围内工作。

19. 如权利要求 18 所述的接收机, 其中所述基带信号网络的放大器是可变放大器。

20. 如权利要求 16 所述的接收机, 其中所述基带信号网络包括与低通滤波器的输出端相连的一对放大器, 用于调节所述输出信号的幅度, 以为模数

转换作准备。

21. 如权利要求 20 所述的接收机, 其中所述基带信号网络的放大器是可变放大器。

22. 如权利要求 16 所述的接收机, 其中所述基带信号网络包括一个增益偏差校正电路, 用于使所述输出信号在一个预定差值内保持平衡, 以为模数转换作准备。

23. 如权利要求 16 所述的接收机, 其中所述基带信号网络包括一个 DC 偏差校正电路, 用于消除输出信号中的 DC 偏差, 以为模数转换作准备。

24. 如权利要求 1 所述的接收机, 其中所述基准信号是由振荡电路产生的, 每一个振荡电路都包含有一个可变受控振荡器以及一个频率合成器电路。

25. 如权利要求 24 所述的接收机, 其中所述第一混频器、第二混频器、移相网络以及每个振荡器电路的至少一部分可变受控振荡器都实现于一个集成电路上。

26. 如权利要求 24 所述的接收机, 其中所述第一混频器、第二混频器、移相网络以及每个振荡器电路的至少一部分频率合成器电路都实现于一个集成电路上。

27. 如权利要求 13 所述的接收机, 进一步包括一个具有一个功率检测器以及一个放大器的自动增益控制电路。

28. 如权利要求 27 所述的接收机, 其中所述自动增益控制电路的放大器与下变频器网络的放大器相连, 用于控制目的。

29. 如权利要求 27 所述的接收机, 其中所述自动增益控制电路的放大器与下变频器网络的第一混频器相连, 用于控制目的。

30. 如权利要求 7 所述的接收机, 还包括一个具有一个功率检测器和一个放大器的自动增益控制电路。

31. 如权利要求 30 所述的接收机, 其中所述自动增益控制电路的放大器与上变频器网络的放大器相连, 用于控制目的。

32. 如权利要求 30 所述的接收机, 所述自动增益控制电路的放大器与

上变频器网络的第一混频器相连，用于控制目的。

33. 如权利要求 1 所述的接收机，还包括一个与所述第二混频器相连的数字信号处理器，所述数字信号处理器适于接收处于基频的输出信号。

34. 如权利要求 33 所述的接收机，还包括一个数字串行接口，用于允许所述数字信号处理器控制所述接收机。

35. 如权利要求 1 所述的接收机，其中包括多个第一混频器，其中每一个都用于接收处于预定范围的一部分内的输入信号。

36. 如权利要求 35 所述的接收机，其中所述第一混频器可被选择性地启动和停用。

37. 如权利要求 35 所述的接收机，其中所述每一个第一混频器都具有与之相连的一个独立滤波器。

38. 一种调谐接收机的方法，包括以下操作：

提供一个位于一个预定频段内的输入信号，其中所述输入信号包括广播电视信号、有线电视信号以及在有线传送系统上传输的数字信号中的至少一种；

提供具有第一工作频率的第一基准信号；

提供具有第二工作频率的第二基准信号；

将所述第一基准信号与所述输入信号混频，以产生一个中频信号，该中频信号的频率高于预定频段内的至少一个频率；

对所述中频信号进行滤波；

从所述第二基准信号中，产生出一对正交基准信号，该正交基准信号的频率基本上等于所述第二工作频率；

将所述正交信号与所述中频信号进行混频，从而产生正交的且处于基频的输出信号；以及

对所述输出信号进行滤波。

39. 如权利要求 38 所述的方法，其中所述输入信号包括至少一种电视信号。

40. 如权利要求 38 所述的方法，其中所述输入信号包括所述数字数据

信号。

41. 如权利要求 38 所述的方法, 其中对所述第一基准信号与所述输入信号进行混频、由所述第二基准信号产生出一对正交基准信号、将所述正交信号与所述中频信号进行混频、以及对所述输出信号进行滤波的操作中的每一个操作都是在单独一个集成电路上执行的。

42. 如权利要求 41 所述的方法, 其中对所述中频信号进行滤波的操作是在所述集成电路上执行的。

43. 如权利要求 41 所述的方法, 其中对所述中频信号进行滤波的操作是在所述集成电路之外执行的。

44. 如权利要求 42 所述的方法, 其中利用所述螺旋金属构成的电感器和电容器来执行对所述中频信号进行滤波的操作。

45. 如权利要求 38 所述的方法, 还包括以下操作:

分离所述输入信号, 用于调谐第二接收机。

46. 如权利要求 38 所述的方法, 还包括以下操作:

可调节地设定所述输入信号的幅度。

47. 如权利要求 38 所述的方法, 还包括以下操作:

可调节地设定所述中频信号的幅度。

48. 如权利要求 38 所述的方法, 还包括以下操作:

调节所述输入信号的幅度, 以为模数转换作准备。

49. 如权利要求 38 所述的方法, 还包括以下操作:

在一个预定差值内, 平衡所述输出信号, 以为模数转换作准备。

50. 如权利要求 38 所述的方法, 还包括以下步骤:

消除所述输出信号内的 DC 偏差, 以为模数转换作准备。

51. 如权利要求 38 所述的方法, 还包括以下步骤:

将所述接收机连接至控制所述接收机的一个数字信号处理器。

52. 一种使用一个采用广播电视信号、有线电视信号以及在有线传送系统上传输的数字信号中至少一种形式的输入信号的接收机, 包括:

一个第一混频装置，包括适于接收一个预定频率范围内的输入信号的第一输入端，该第一混频装置还包括适于接收一个具有第一工作频率的第一基准信号的第二输入端，所述第一混频装置适合于在其输出端，输出一个中频信号，其频率高于预定频率范围内的至少一个频率；

一个滤波装置，用于对所述中频信号进行滤波；

一个移相网络装置，包括适于接收一个具有第二工作频率的第二基准信号的一个输入端，该移相网络装置还包括一对输出端，所述移相网络装置适合于在其输出端，输出一对正交基准信号，其频率基本上等于所述第二工作频率；

一对第二混频装置，其中所述每个第二混频装置都具有与所述滤波装置相连的第一输入端，以及与移相网络装置的输出端之一相连的第二输入端，所述第二混频装置适合于在其输出端，输出彼此正交且处于基频的输出信号；以及

至少一个与所述第二混频装置相连的低通滤波装置，用于对输出信号进行滤波。

说 明 书

单片数字有线 TV/有线调制解调器调谐器 IC

技术领域

本发明涉及电视调谐器，特别涉及制作在单个微电路器件上的高集成电视调谐器。

背景技术

过去，电视调谐器的结构相当复杂，并且通常在一块电路板上包含有 100 到 200 个元件。在已有技术的图 1 中，就显示了现有调谐器的一个例子。在该图中，所显示的遵循最基本配置的调谐器 100 包含有一个上变频器 102、一个上变频器输出电路 104、一个中级滤波电路 106，一个下变频器 108，以及一个输出滤波器 110。

上变频器 102 采用集成电路的形式，即 ACU 50751。在使用中，上变频器 102 将一个输入信号与一个基准信号混频，以产生一个中频信号。一般来说，这种中频信号处在 1.2 GHz 的数量级上。与上变频器 102 相连的是输出电路 104，该电路包括一个平衡-不平衡变换器 111 或平衡变换器，用于将来自上变频器 102 的中频信号转换为一种单端形式。

调谐器 100 的下变频器 108 通过一个位于二者之间的中频滤波电路 106 而连接至上变频器的输出电路 104。最后，输出滤波器 110 连接到下变频器 108，以用于滤波目的。在工作期间，下变频器 108 将中频信号与一个基准信号混频，从而产生一个通常处于 44 或 36 MHz 数量级的第二中频信号。

由于第一和第二中频信号的特定值，而在 1.2 GHz \pm 88 或 72 MHz 处，产生了镜频。而去除这些镜频又需要复杂的滤波。举例来说，中频滤波电路 106 需要具有级间缓冲器 114 的一对滤波器 112。

此外，输出滤波器 110 必须由繁杂的 SAW 滤波器或类似滤波器构成。

应当注意，即使可能，在集成电路上实现具有高“Q”等级的前述两种滤波器也都是极端困难的。如此，必须使用众多的离散器件来实现已有技术图 1 中的调谐器 100。因此，针对已有技术来说，需要具有简化的滤波需求并能够在单独的集成电路上实现的调谐器。

发明概述

本发明所提供的电视接收机包括一个第一混频器，它具有适于接收处于中频频段的一个输入信号的第一输入端。应当注意，输入信号可以采用广播电视信号、有线电视信号或通过有线传送系统传输的数字信号中的任意一种形式。第一混频器还包括一个第二输入端，其适于接收具有第一工作频率的第一基准信号。在使用中，第一混频器适于输出一个中频信号，该中频信号具有大于预定频段内的至少一个频率的一个频率。同时还包括用于对中频信号进行滤波的一个滤波器。所提供的移相网络包括一个输入端，该输入端适于接收具有第二工作频率的一个第二基准信号。移相网络还包括一对输出端。工作时，移相网络适于输出一对正交基准信号，其中每个基准信号的频率基本上等于第二工作频率。一对第二混频器中，每一个混频器都具有一个与滤波器相连的第一输入端，以及一个与移相网络的输出端之一相连的第二输入端。与第二混频器相连的是一对用于对输出信号进行滤波的低通滤波器。使用时，第二混频器用于产生输出信号，这些输出信号彼此正交，并且处于可被后续数字信号处理器处理的基带频率。

利用这种结构，可通过将中频信号下变频到一个基带频率，来避免与中频信号滤波有关的苛刻要求。如此，由于没有产生镜频，所以可以简化本发明位于第一混频器之后的滤波器的设计。滤波器

的简化特性又允许在一个集成电路上，能方便地同时实现其及本发明的其余器件。此外，由于不需要繁杂的 SAW 滤波器，因此可以在集成电路上实现低通滤波器。

附图的简要说明

通过参见以下详细说明，可使本发明得到更好的理解。该说明参考了附图，其中：

已有技术图 1 是已有技术的电视接收机的示意图；

图 2 是本发明一个实施例的示意图；

图 3 是本发明一个实施例的更详细的示意图；

图 4 是本发明一个实施例的更详细的示意图，其中本发明的滤波器之一与本发明的其余器件一起实现于一个集成电路芯片上；以及

图 5 是本发明的一个实施例的更详细的示意图，其中本发明的频率合成器与本发明的剩余器件一起实现于一个集成电路芯片上。

图 6 是本发明一个实施例的更详细的示意图，其中上变频器包括多个第一混频器。

图 7 是本发明一个实施例的更详细的示意图，其中上变频器包括多个第一混频器，每个第一混频器又都具有相关的滤波器。

发明的公开

图 1 显示了一种已有的电视接收机。现在参见图 2，所显示的本发明的一个实施例包括一个接收机 200，它具有一个输入端 202、第一和第二基准信号源 204 和 206、第一混频器 208、一个滤波器 210、一个 90°移相网络 212，一对第二混频器 214，以及一对低通滤波器 254。由于对滤波器 210 以及低通滤波器 254 的要求不严格，因而能对这种滤波器采取简化的设计，从而能很容易地将该滤波器连同本

发明的其余器件一起，实现于一个单独的集成电路 216 上。前述不严格的要求是通过将输入信号转变为中频信号，之后又直接转换为基带输出信号（与 44 和 36 MHz 的第二中频信号相对的）而提供的，因此避免了传统上需要更多繁杂的滤波器的镜频信号的产生。正如前面所说明的那样，这些镜频信号需要具有高“Q”等级的复杂滤波器，即必须与集成电路分离实现的 SAW 滤波器。

继续参见图 2，本发明的输入端 202 适于接收一个预定射频(RF)频段内的输入信号。应当注意，输入信号可以采用广播电视信号、有线电视信号、或通过一个有线传送系统传输的数字信号中的任何一种形式。一般来说，这种输入信号出现在 50-860 MHz 的频段内。由此第一和第二基准信号源 204 和 206 能够分别产生具有第一工作频率的第一基准信号和具有第二工作频率的第二基准信号将显而易见。

第一混频器 208 具有与输入信号相耦合的一个第一输入端，以及第一基准信号相耦合的一个第二输入端。使用中，第一混频器 208 输出一个中频信号，该中频信号的频率大于该预定频段内的任意其它频率。与第一混频器 208 相连的是用于对中频信号进行滤波的滤波器 210。

图 2 显示了 90°移相网络 212，它具有与第二基准信号相耦合的一个输入端。该移相网络 212 还具有一对输出端。工作时，移相网络 212 适于输出一对正交基准信号，每个正交基准信号的频率都基本上与第二工作频率相等。

与滤波器 210 相连的是一对第二混频器 214。这种第二混频器 214 中的每一个还与移相网络 212 的输出端之一相连。第二混频器 214 用于产生彼此正交且处于基带频率的输出信号。

通过使用第二混频器 214 以及移相网络 212，本发明能够产生处于基带频率且彼此正交的输出信号。对于简化对滤波器 210 和低

通滤波器 254 的约束，从而，可以非常容易地使滤波器 210 及低通滤波器 254 与接收机 200 的其余器件实现在一个集成电路 216 上这一点来说，转换到基带是至关重要的。

如图 3-5 所示，可以将图 2 的实施例扩展为包括用于加强操作目的的若干可选器件。例如，可以在本发明的输入信号源和输入端 202 之间连接一个 PIN 衰减器网络 220。正如本领域所公知的，PIN 衰减网络 220 用于减小工作期间的载波电平。

此外，图 2 的第一混频器 208 可以是上变频器网络 222 的一个器件，上变频器网络还进一步包括一个低噪声放大器 224、一个可变衰减器 226，以及一个图象滤波器(image filter) 228。参见图 3-5。在这个实施例中，上变频器网络 222 的低噪声放大器 224 的输入端耦合至输入端 202。此外，上变频器网络 222 的低噪声放大器 224 的一个输出端耦合至可变衰减器 226 的一个输入端。最终，上变频器网络 222 的图象滤波器 228 连接在可变衰减器 226 的一个输出端和第一混频器 208 的第一输入端之间。使用时，图象滤波器 228 用于衰减出现在 $2 \cdot F_{IF} + F_{desired}$ 处的图象噪声，这里 IF 是中频频率。如果允许这种噪声进入第一混频器 208，则该噪声会使其灵敏度降低。

工作时，上变频器网络 222 将输入信号的载波频段与高于输入信号任一载波频率的一个中频(IF)信号进行混频。在一个实施例中，中频信号的频率为 1.2 GHz。上变频器网络 222 的第一混频器 208 是由第一基准信号驱动的，在一个实施例中，第一基准信号为 $F_{IF} + F_{IN}$ ，其中 F_{IF} 为中频信号的频率， F_{IN} 为所需载波的频率。

作为一种选择，可将上变频器网络 222 的低噪声放大器 224 连接至一个独立的辅助低噪声放大器 230，该辅助低噪声放大器 230 用作一个信号分配器，并用于驱动未举例说明的第二接收机。另外，低噪声放大器 224 可以采取可变低噪声放大器的形式，用于可调整地设定输入信号的幅度或载波电平。可借助集成电路 216 的专用外

部管脚来实现这种调节。

与上变频器网络 222 的低噪声放大器 224 相似，在这些器件可调节地设定输入信号幅度的意义上，上变频器网络 222 中的可变衰减器 226 和第一混频器 208 中的每一个都是可变的。在另外一个实施例中，可以用两个或更多个第一混频器来替代上变频器网络 222 的第一混频器，所述两个或更多个第一混频器中的每一个用于转换输入信号频段内的一个单独部分，或“子带”。如图 6 所示，本实施例的混频器输出端是连接在一起的。使用时，可以通过集成电路 216 的一个外部管脚，来选择启用以及停用这种第一混频器。利用这种特征，降低了混频器输出端上多个载波的总电平，提高了接收机的线性信号处理能力。在本发明的另一个实施例中，前述每一个混频器的输出端上都有一个独立的滤波器与之相连，用于仅仅使由与之相连的混频器输出的频率通过。参见图 7。将每一个独立的滤波器都配置成可通过不同的频率。这种作法降低了对可变受控振荡器 272 的调谐范围的要求。

如先前参见图 2 所说明的那样，滤波器 210 用作一个中频信号滤波器，它可以分别如图 3 和 4 所示，与本发明的其余器件一起位于或不位于集成电路 216 上。与已有器件不同，可通过将输入信号直接转换为基频的输出信号，来降低对镜频干扰抑制的需求，从而实现这种选择。利用这一特性，滤波器 210 可以包括一个经过简化的基于 LC 的滤波器，用于广泛地对中频信号进行滤波，并降低进入第二混频器 214 的干扰电平。在一个实施例中，本发明的滤波器 210 可以包括与集成电路 216 分开的由螺旋金属构成的电感器，以及在集成电路 216 上实现的电容器。

继续参见图 3-5，还可将图 2 的实施例扩展为包括用于加强操作目的的若干额外可选择的器件。举例来说，第二混频器 214 可以是下变频器网络 240 的器件，该下变频器网络 240 还包括一个低噪声放大器 242，以改善第二混频器 214 的噪声指数。

工作时，本发明的下变频器网络 240 的第二混频器 214 是由正交基准信号驱动的，这些正交基准信号具有 90 度的相差。而这些正交基准信号依次由第二基准信号产生，所述第二基准信号在第一中频被后面将要说明的装置调谐。可在输出端 IOUT 和 QOUT 得到的输出信号为基带输出，而不是已有技术中传统的 44 或 36 MHz 的中频输出。

应当理解，由于输出信号处于基带频率，所以需要本发明的接收机 200 连接到特制的数字信号处理器集成电路 244 上，以便能在输出端调节输出信号。对这个例子的一种修改情况是包括可能的校正电路，用于对由正交处理中的非理想情况所产生的正交误差进行校正。特别是，这种误差起源于移相网络 212，以及第二混频器 214 的电路中的晶体管电平失配。在以前的系统中，由于所有的正交解调都是由数字信号处理器集成电路 244 执行的，因此，44 或 36 MHz 的中频频率不需要额外的正交校正处理。

作为一种选择，下变频器网络 240 的低噪声放大器 242 可采取可变低噪声放大器的形式，以用于对中频信号的幅度或载波电平进行调节设定。可以通过集成电路 216 的专用外部管脚来控制这种调节。在另一种选择中，第二混频器 214 可采取可变混频器的形式，以用于对中频信号的幅度进行调节设定。与下变频器网络 240 的低噪声放大器 242 相似，也可通过集成电路 216 的专用外部管脚，来控制第二混频器 214。

在另外一种选择中，基带信号网络 250 可以耦合到第二混频器 214 的输出端。如图 3-5 所示，这种基带信号网络 250 包括第一低噪声放大器对 252、一个低通滤波器对 254、第二低噪声放大器对 256、一个增益偏移校正电路 258、以及一个 DC 偏差校正电路 262。第一低噪声放大器对 252 连接在第二混频器 214 和低通滤波器 254 之间。另外，第二低噪声放大器对 256 连接在低通滤波器 254 和增益偏移校正电路 258 之间，而增益偏移校正电路 258 又连接至本发明的输出端。沿基带信号网络 250 的输出路径上的器件必须保持一致。

工作时，第一低噪声放大器对 252 设定所接收的输出信号的载波电平

的幅度，使得低通滤波器 254 能工作于最佳的动态范围内，这样就平衡了噪声和互调性能。另一方面，第二低噪声放大器对 256 的用途是：为后续数字信号处理器集成电路 244 中的模拟-数字转换所需的输出信号调节到一个所需的幅度。

将低通滤波器 254 设计为在使所需的载波以最小损耗通过的同时，滤除输出信号中的相邻载波。载波的带宽，因而也是低通滤波器 254 的带宽，用于美国有线系统时一般为 3MHz，而用于欧洲有线系统时一般为 4MHz。但是，应当注意，在有线系统中也可以存在其它的信道带宽，因而滤波器可以具有不同的带宽。低通滤波器 254 可以是一个 7 阶 Elliptic 设计，并可包括一组延迟均衡电路，以使所需载波的失真最小。也可以使用其它滤波器设计，这些设计能够减小滤波器电路复杂度并合并后续数字信号处理器集成电路 244 可用的滤波以提供所期望的相邻信道滤除。

可选择地，可以将本发明的集成电路 216 的一个外部管脚专用于调节差动输出的共模 DC 电平，以满足后续数字信号处理器集成电路 244 的需要。在另一种实现方式中，基带信号网络 250 的输出端可以是单端的。

增益偏移校正电路 258 执行操作，以使输出端 IOUT 和 QOUT 上的输出信号的幅度在 0.3 dB 的范围内保持平衡。这对于最大限度地利用后续数字信号处理器集成电路 244 的模拟-数字转换器的动态范围是至关重要的。在操作期间，DC 偏差校正电路 262 能消除基带信号网络 250 中出现的大部分 DC 偏差。应当注意，DC 偏差是由于下变频器网络 240 中的第二基准信号的自变换而引起的。

在各种可替换的实施例中，基带信号网络 250 的第一和第二放大器对 252 和 256 可以是可变放大器，这样就能够对增益进行调节。如图 3 和 4 所示，这种可调节性可以受本发明的集成电路 216 的一个专用外部管脚控制。在另一种方案中，如图 5 所示，可以通过一个串行总线来调节增益。与此相似，分别如图(3 和 4)以及 5 所示，可以通过专用的外部管脚或者通过串行总线，来调节低通滤波器 254 的截止频率。

接着参见图 3-5，图中显示出：第一和第二基准信号源 204 和 206 中的每一个都包括一个具有多个部件的本机振荡网络 270，这多个部件例如是可变受控振荡器 272 以及频率合成器 274。举例来说，频率合成器 274 可以采取双相锁相环，即 SP5848 的形式。

作为一种选择，可以在本发明的集成电路 216 上实现可变受控振荡器 272 的有源电路，同时，还能在集成电路 216 上或是与之分离的地方实现变容二极管、电感器以及电容器这样的振荡电路 278。另外，可以在集成电路 216 上实现一个或两个可变受控振荡器 272。在工作时，可变受控振荡器 272 在 10 kHz 的偏移处，存在 -85dBc 的低相位噪声。如图 5 所示，双相锁相环可包含在集成电路 216 上，并受串行接口的控制。最后，能提供 30V 电源以使变容二极管工作的一种装置也可包含于芯片上。

本发明的另外一种部件包含一个具有功率检测器 282 和一个运算放大器 284 的自动增益控制网络 280。如图 3-5 所示，功率检测器 282 连接在下变频器网络 240 的低噪声放大器 242 的输出端以及自动增益控制网络 280 的运算放大器 284 的第一输入端之间。运算放大器 284 的该第一输入端还通过一个外部管脚 288 连接至一个片外 RC 电路 286。也可通过外部管脚 290 和 292 来访问运算放大器 284 的第二输入端和一个输出端，且该第二输入端和输出端可通过一个反馈环 294 以及一个相应的电阻网络 296 相连接。运算放大器 284 的输出端还连接至下变频器网络 222 的可变衰减器 226，以及 PIN 衰减网络 220，用于在下变频器网络 240 的输入端达到一个特定的检测功率电平时，衰减所接收的输入信号幅度。

在使用中，功率检测器 282 检测进入下变频器网络 240 的中频信号的总复合功率的电平，并产生一个相应的电流。之后，通过 RC 电路 286，对该电流进行滤波。应当注意，RC 电路 286 的电阻器将该电流转换为电压，该电压又可被用于确定检测率电平与电压之比。RC 电路 286 的电容器将主极点设定在环路(loop)内。如图 3-5 所示，所得到的电压出现在运算放大器 284 的第一输入端上。运算放大器 284 的第二输入端连接至一个无源反

馈结构，以设定所需的环路增益。在这种结构中，反馈环路 294 的第一电阻器 300 连接到反馈环路 294 中，反馈环路 294 的第二电阻器 302 连接至地。

这样，自动增益控制网 280 的运算放大器 284 就驱动 PIN 衰减网络 220，使得本发明能工作于自调节模式。特别是，这是由 PIN 衰减网络 220 实现的，该衰减网络在下变频器网络 240 的输入端达到一个特定功率电平时，衰减所接收的输入信号的幅度。这对于防止下变频器网络 240 过载来说，是至关重要的。在各种可替换的实施例中，可使用自动增益控制网络 280 来控制上变频器网络 222 或下变频器网络 240 的放大器或混频器。

最后，可以提供一个数字串行接口 310，以便允许数字信号处理器集成电路 244 或一个微控制器控制接收机 200。如图 5 所示，可以采用 2 或 3 引线的串行数字接口。

至于本发明的使用和操作的方式，可以从上述说明，明显看出与之相同的方式。因此，将不再提供与使用和操作方式相关的说明。

尽管在本文中，只详细说明了本发明的几个实施例，但应当能理解，在不脱离本发明的主旨和范围的情况下，也能得到许多其它具体形式的实施方法。

因此，本发明例子和实施例被看作是说明性的，并不能限制本发明的范围，不可以将本发明限制到所给出的几个具体例子上，但可在附加权利要求的范围内进行修改。



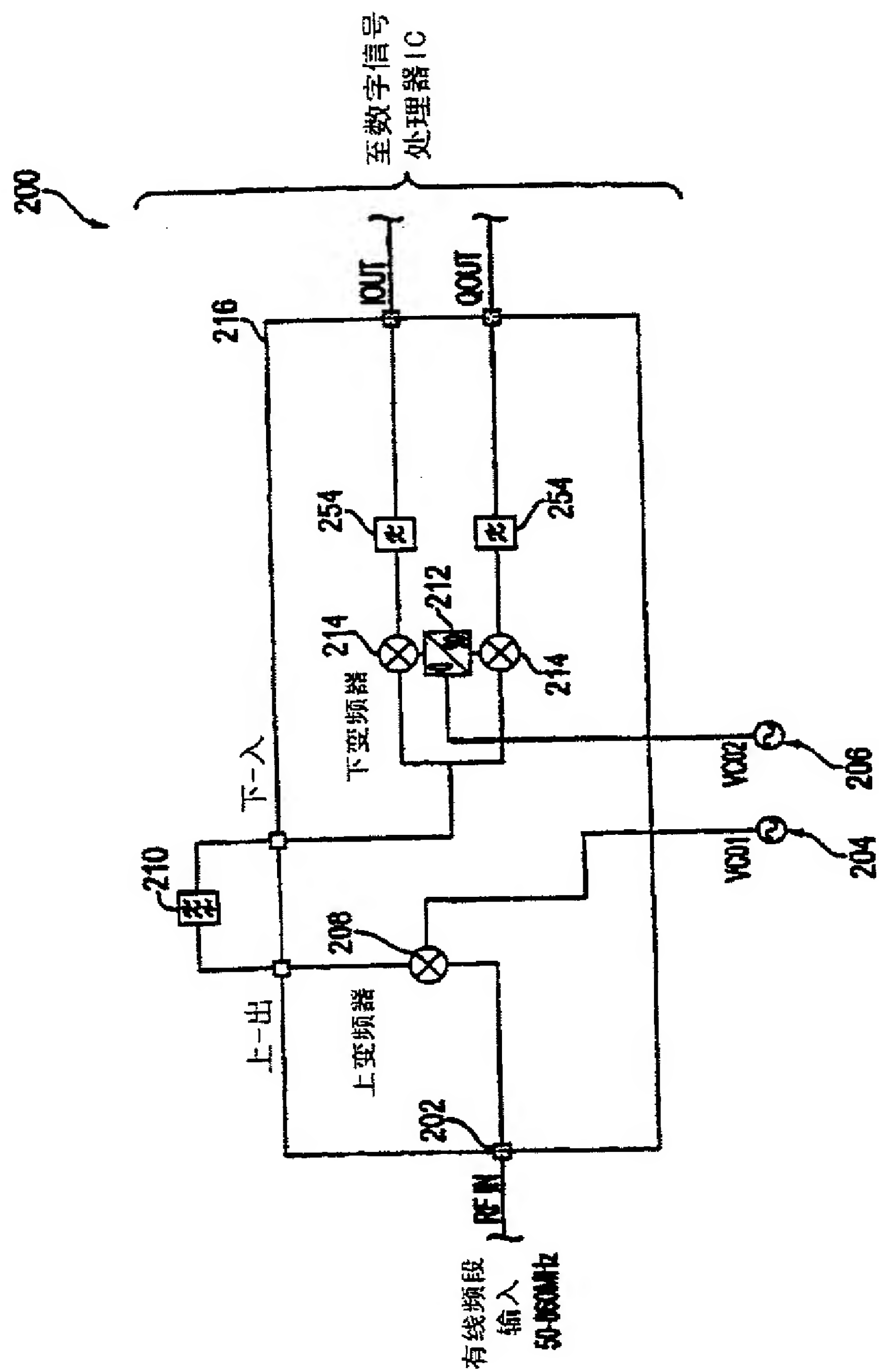


图2

00000000

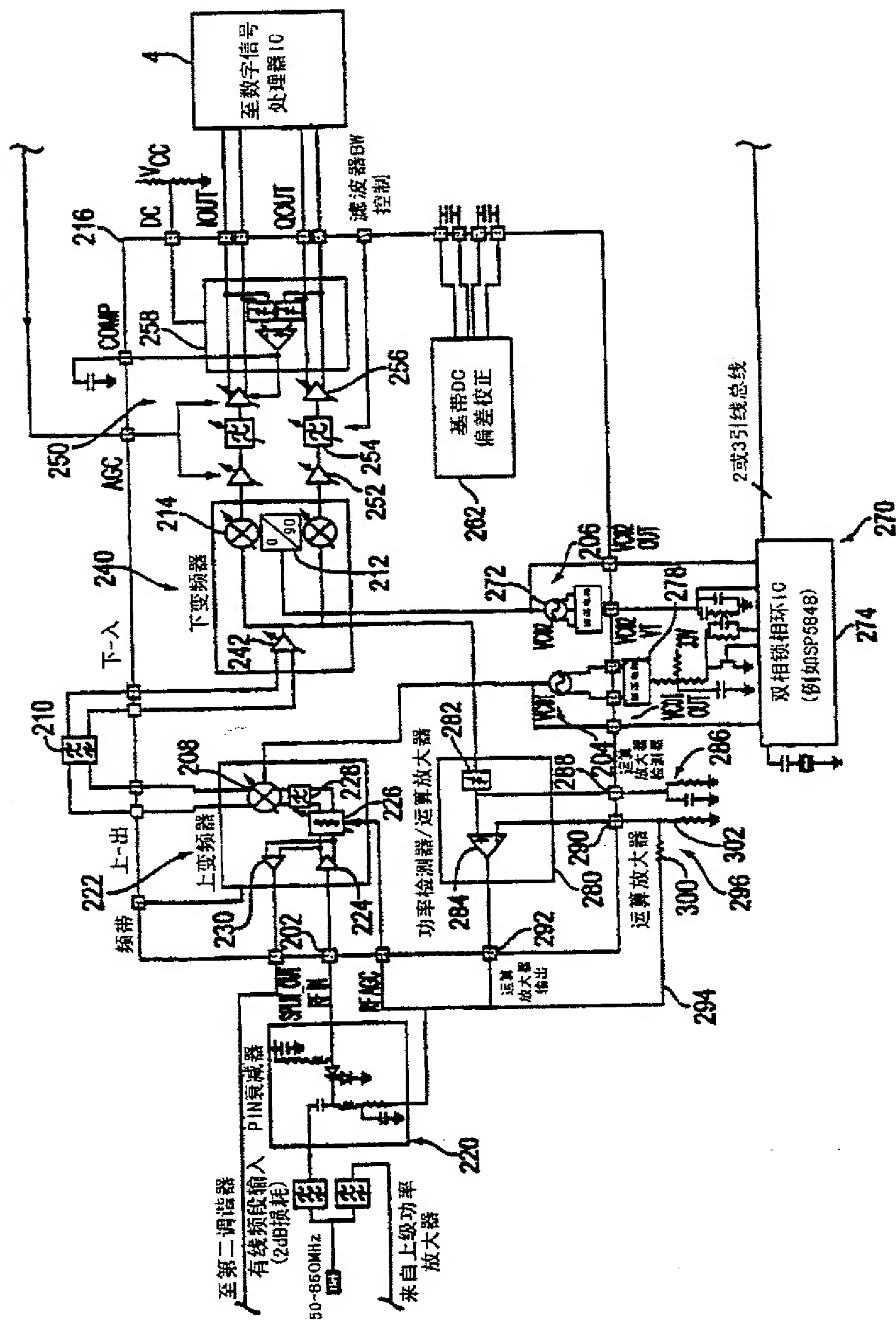
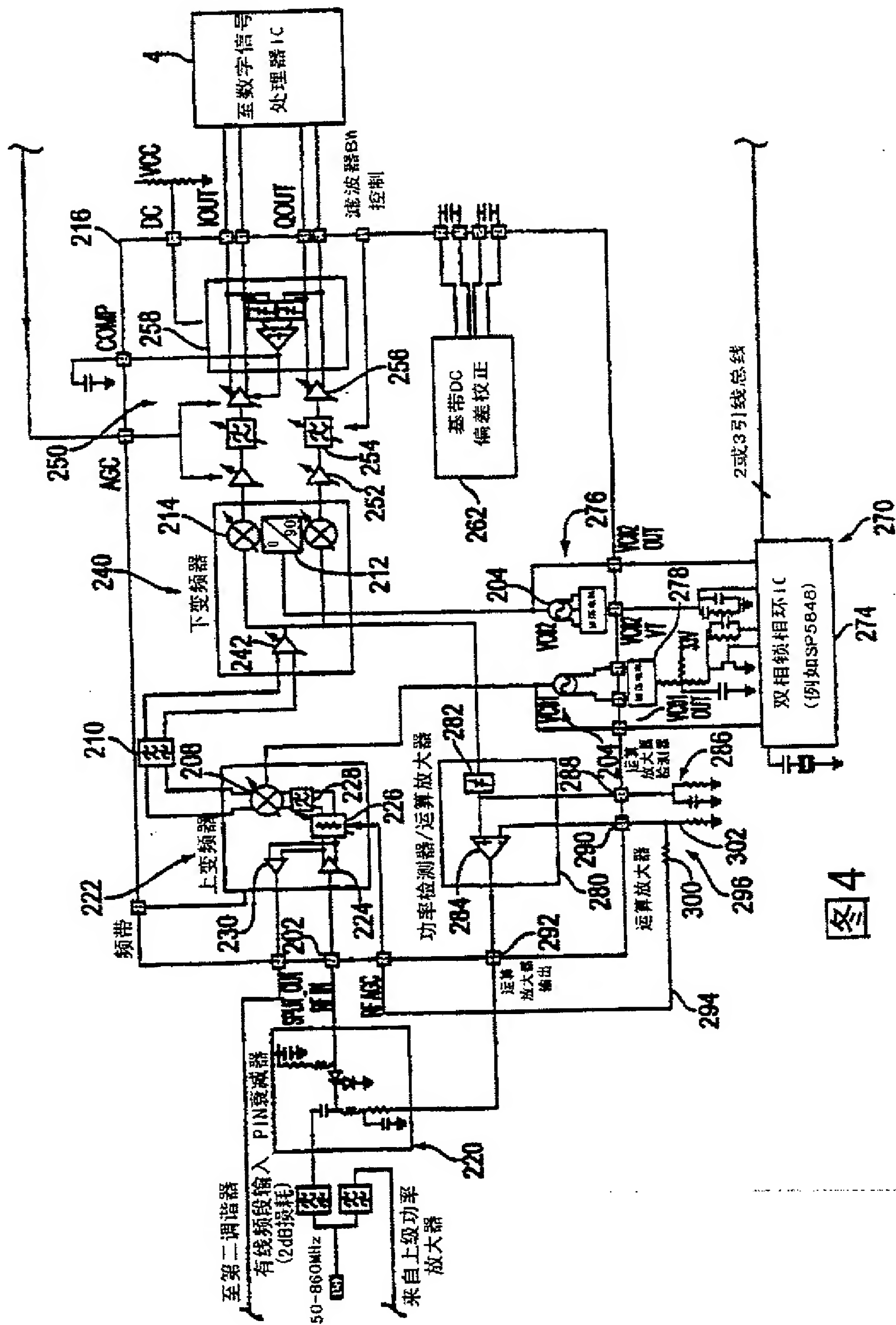


图3



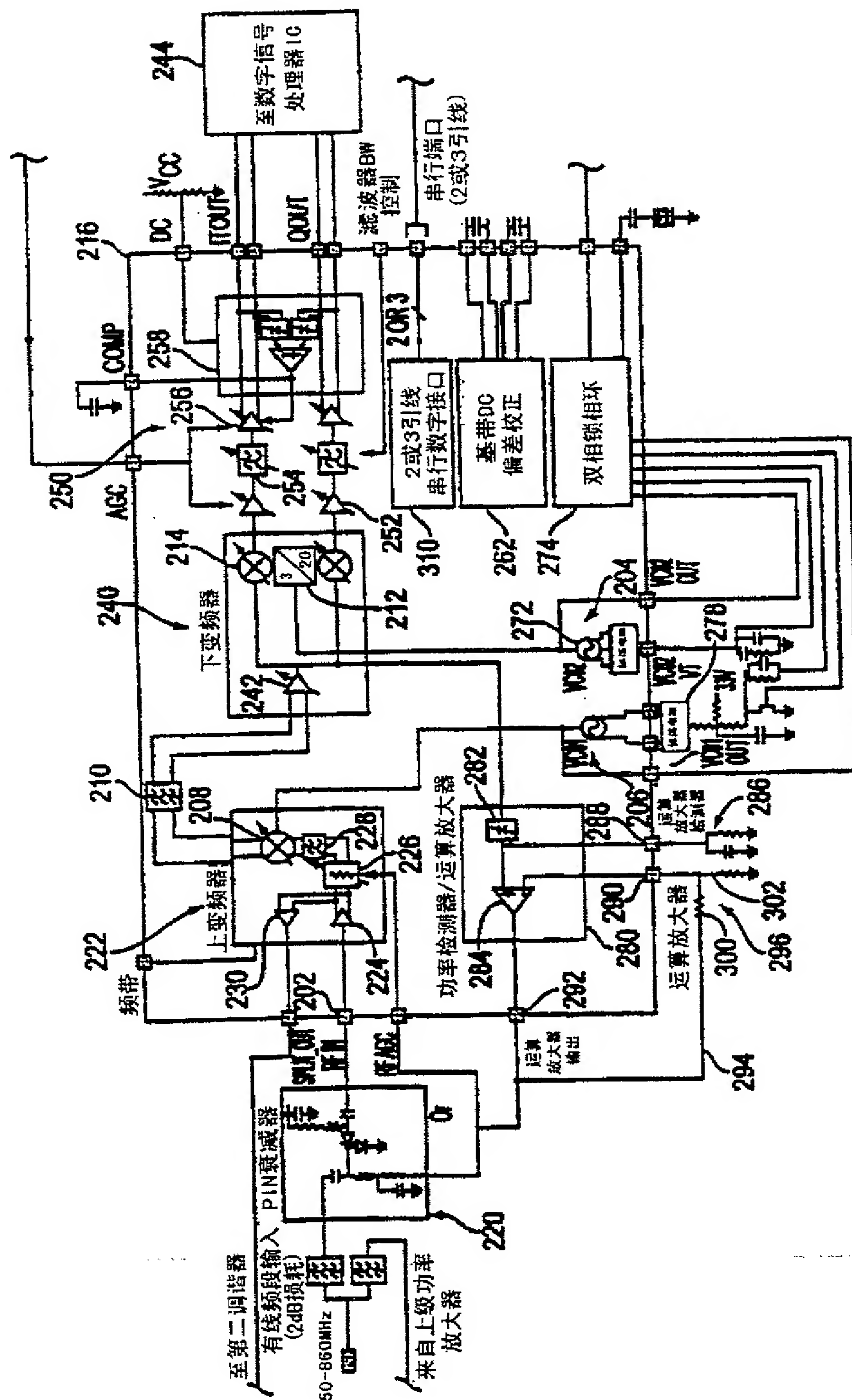


图5

270

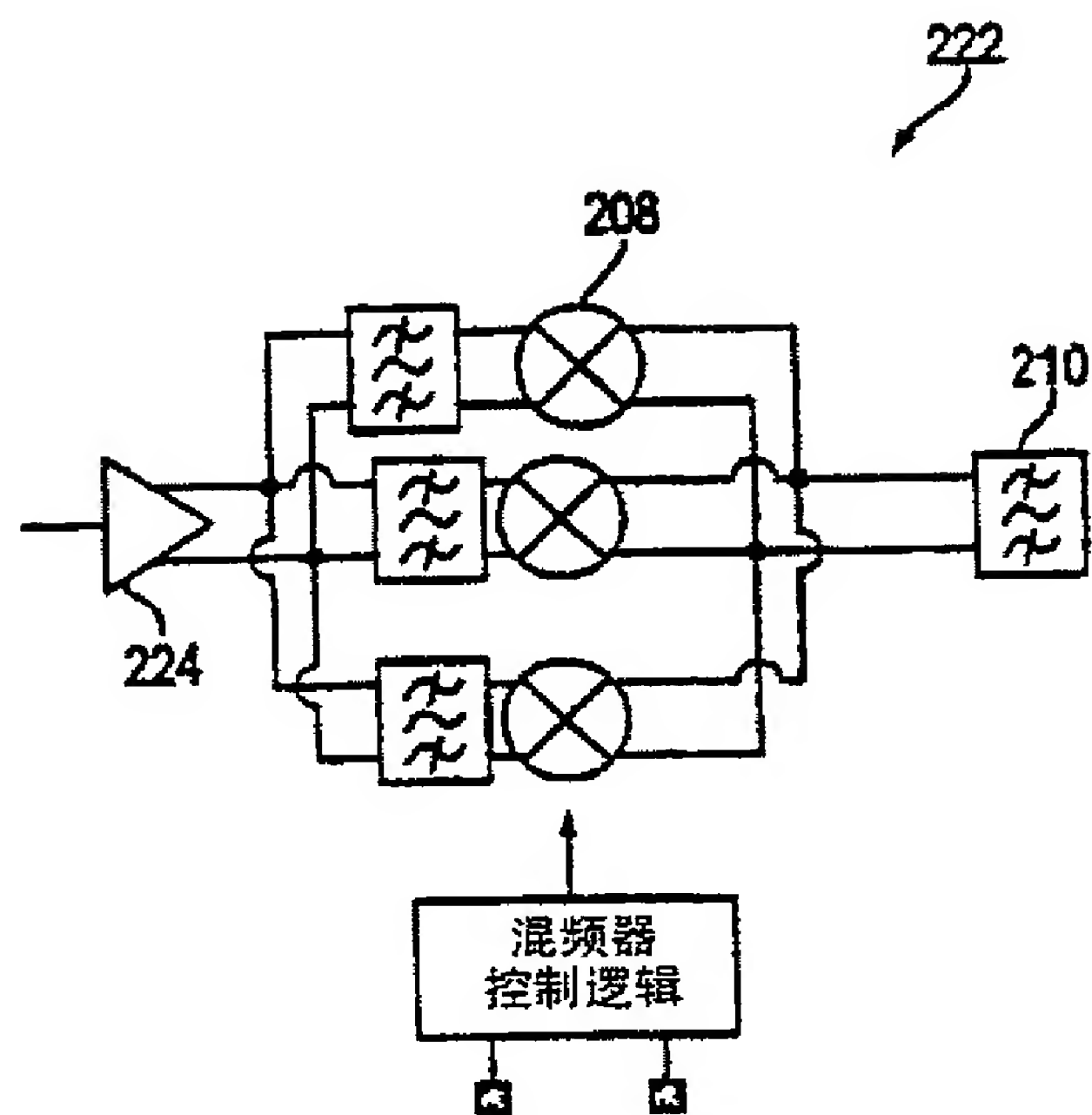


图 6

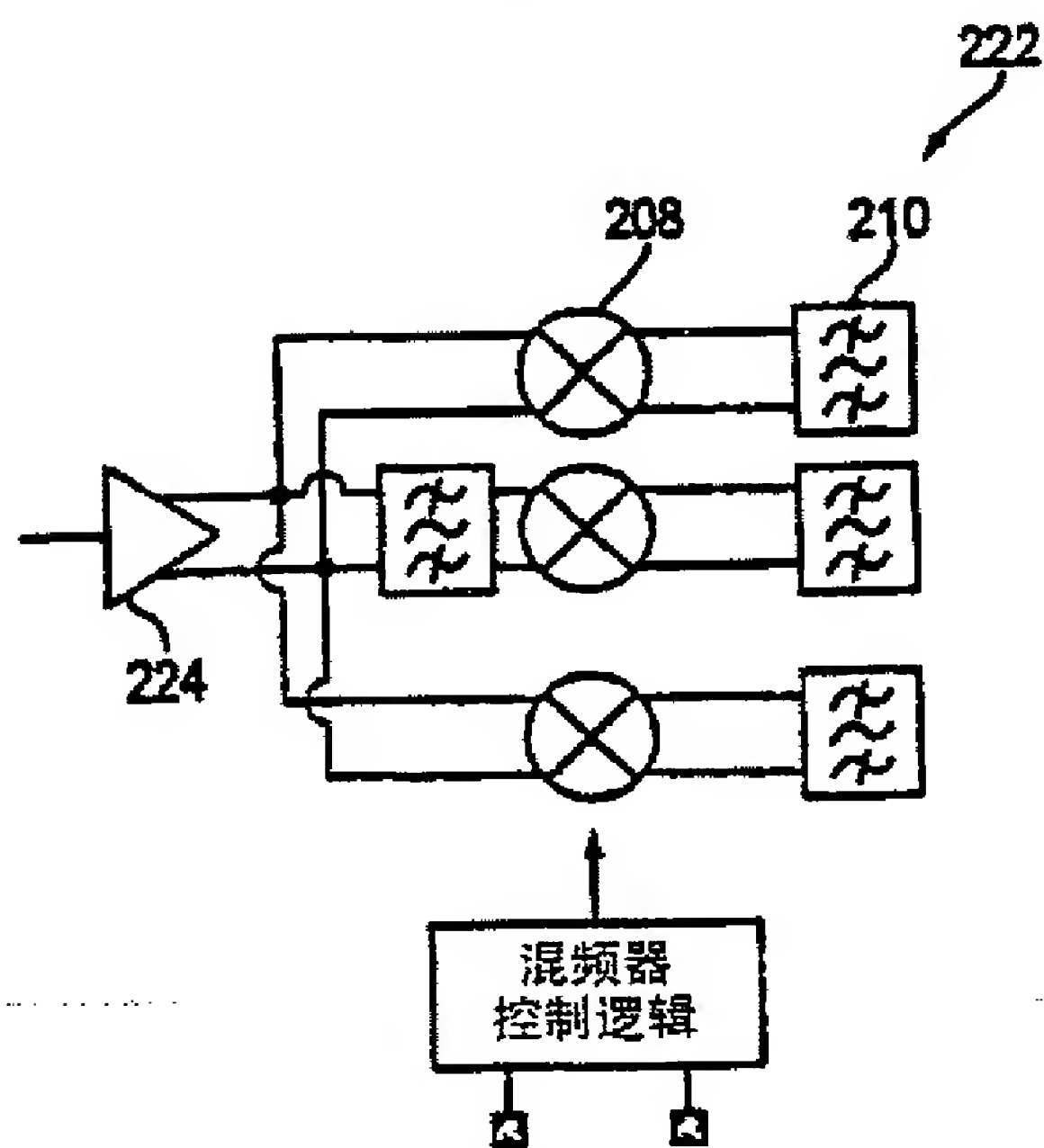


图 7